

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of:)	
)	
Daisuke HIRONO)	Examiner: To be assigned
)	
Serial No. To be assigned)	Group Art Unit To be assigned
)	
Filed: November 20, 2003)	
)	
For: MOTOR CONTROL APPARATUS)	

CLAIM FOR PRIORITY UNDER 35 U.S.C. § 119

Commissioner for Patents
U.S. Patent and Trademark Office
Washington, D.C. 20231

Sir:

Applicant is enclosing a certified copy of Japanese Patent Application No. 2002/351501, filed in Japan December 3, 2002. This document provides a basis for Applicant's claim for priority.

No fee is believed due as a result of this submission. However, if a fee is due upon the filing of this priority document, please charge the undersigned's Deposit Account No. 02-0375.

Respectfully submitted,
BAKER BOTTS L.L.P.

Dated: November 20, 2003

By: 

James B. Arpin
Registration No. 33,470

Baker Botts L.L.P.
The Warner, Suite 1300
1299 Pennsylvania Avenue, N.W.
Washington, D.C. 20004-2400
Tel: (202) 639-7700
Fax: (202) 639-7890
JBA/dh
Enclosure

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 2 年 1 2 月 3 日
Date of Application:

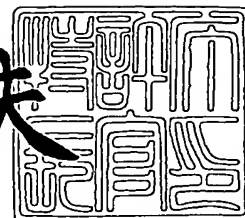
出 願 番 号 特 願 2 0 0 2 - 3 5 1 5 0 1
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 2 - 3 5 1 5 0 1]

出 願 人 サ ン デ ン 株 式 会 社
Applicant(s):

2 0 0 3 年 1 0 月 1 4 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



【書類名】 特許願

【整理番号】 Y-02212

【提出日】 平成14年12月 3日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02P 6/00

【発明者】

 【住所又は居所】 群馬県伊勢崎市寿町 2 0 番地 サンデン株式会社内

 【氏名】 廣野 大輔

【特許出願人】

 【識別番号】 000001845

 【氏名又は名称】 サンデン株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100069981

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 吉田 精孝

 【電話番号】 03-3508-9866

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 008866

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9100504

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 モータ軸位置を検出するためのセンサを有しないブラシレスモータ等の同期モータをインバータ等の電力変換器で駆動するモータ制御装置であって、

同期モータへの相電流を検出する相電流検出手段と、

相電流検出手段で検出された相電流に基づいて電流位相を演算する電流位相演算手段と、

電流位相演算手段で求められた電流位相に所定の位相差を加えたものを電圧位相として設定する電圧位相設定手段と、

回転数指令に基づいて指令電圧を決定する指令電圧決定手段と、

電圧位相設定手段で設定された電圧位相と指令電圧決定手段で決定された指令電圧に基づいて同期モータへの相電圧を設定する相電圧設定手段とを備える、

ことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】 相電流検出手段で検出された相電流に基づいてモータ電流波高値を演算する電流波高値演算手段と、

電流位相演算手段で求められた電流位相に基づいて角速度を演算する角速度演算手段と、

電流波高値演算手段で求められたモータ電流波高値と角速度演算手段で求められた角速度に基づいて目標とする電流位相進み角を演算し、この電流位相進み角に基づいて位相差を演算する位相差演算手段とを備え、

電圧位相設定手段は、電流位相演算手段で求められた電流位相に位相差演算手段で求められた位相差を加えたものを電圧位相とする演算を行う、

ことを特徴とする請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 3】 相電流検出手段で検出された相電流に基づいてモータ電流波高値を演算する電流波高値演算手段と、

電流位相演算手段で求められた電流位相に基づいて角速度を演算する角速度演算手段と、

予め用意された位相差データテーブルから電流波高値演算手段で求められたモータ電流波高値と角速度演算手段で求められた角速度をパラメータとして位相差を選択する位相差演算手段とを備え、

電圧位相設定手段は、電流位相演算手段で求められた電流位相に位相差演算手段で求められた位相差を加えたものを電圧位相とする演算を行う、

ことを特徴とする請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 4】 指令電圧決定手段は、回転数指令による指示角速度に角速度演算手段で求められた角速度をフィードバックさせることにより指令電圧を演算する、

ことを特徴とする請求項 2 または 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 5】 電流波高値演算手段で求められたモータ電流波高値に基づいて出力電圧を制限する最大電圧値制限手段を備える、

ことを特徴とする請求項 2 ～ 4 の何れか 1 項に記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、インバータ等の電力変換器を用いてブラシレスモータやリラクタンスモータ等の同期モータの運転を制御するモータ制御装置に関し、特にモータ軸位置を検出するためのセンサを用いずに同期モータの速度等を制御するモータ制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

同期モータとして周知のブラシレスモータの駆動方式には、矩形波駆動方式（120度通電方式）と、正弦波駆動方式（180度通電方式）とが存在する。後者の正弦波駆動方式はモータへの相電流を正弦波にすることで低振動，低騒音，高効率を実現できる点において前者の矩形波駆動方式よりも優れている。

【0003】

一方、ブラシレスモータのモータ軸位置検出方式には、ロータリーエンコーダやレゾルバ等の位置検出センサからの信号を利用する方式と、位置検出センサ

を使用せずにモータへの相電流及び相電圧から位置情報を得る方式とが存在する。後者のセンサレス方式は位置検出センサの設置や配線が不要で低コスト化が可能である点において前者のセンサ方式よりも優れている。

【0004】

このような事情から最近ではセンサレスの正弦波駆動方式によってブラシレスモータを制御することが検討されており、その一例を図1に示す。

【0005】

図1中の符号51はモータ、52は電力変換部（インバータ）、53は直流電源、54はPWM信号作成部、55は相電圧決定部、56は印加電流決定部、57は回転数指令、58は電流・電圧検出部、59はd-p軸変換部、60は軸位置予測部、61はモータ回転数演算部、62, 63は加算器である。

【0006】

印加電流決定部56は回転数指令57及びモータ回転数に基づいて印加電流を決定し、相電圧決定部55は予測された軸位置及び電流位相から相電圧を決定する。電流・電圧検出部58はモータへの相電流と相電圧を検出し、d-p軸変換部59は電流・電圧検出部58からの相電流及び相電圧を軸位置予測部60からの電流位相情報に基づいてd-p軸変換し、軸位置予測部60はd-p軸変換部59からの電流及び電圧のd・q軸成分とモータ回転数からモータ51の軸位置を演算によって予測する。モータ回転数演算部は軸位置予測部60からの電流位相情報等に基づいて角速度(ω)を演算する。

【0007】

【特許文献1】

特開2001-268974号公報

【特許文献2】

特開2001-251889号公報

【特許文献3】

特開2000-350489号公報

【非特許文献1】

T. IEE Japan, Vol. 117-D, No. 1, '97 (速度起電

力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレスDCモータ制御, 竹下・市川・李・松井(名古屋工業大学)

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

前述のモータ制御装置では、モータへの相電流を一定値に保つようにモータへの相電圧を決定する制御ループと、印加した相電流及び相電圧からモータ軸位置を予測する制御ループと、予測したモータ軸位置からモータ回転数を演算してモータへの相電流の一定値を変更する制御ループ(モータ速度フィードバックループ)によりモータの運転を制御しているが、電流の2重フィードバック制御が必要不可欠でありモータを駆動するための制御に複雑な演算を必要とする不具合があると共に、電流フィードバック及び速度フィードバックとも極めて速いループにて制御しなければならないことから処理速度の速い高価な制御回路が必要となる不具合がある。また、モータ軸位置の予測にも複雑な演算を必要とすることに加え、複雑な演算をしても位置精度はあまり高くないといった不具合がある。

【0009】

本発明は前記事情に鑑みて創作されたもので、その目的とするところは、モータを駆動するための制御に複雑な演算を必要とせずモータ運転を安定して行えるモータ制御装置を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】

前記目的を達成するため、本発明のモータ制御装置は、モータ軸位置を検出するためのセンサを有しないブラシレスモータ等の同期モータをインバータ等の電力変換器で駆動するモータ制御装置であって、同期モータへの相電流を検出する相電流検出手段と、相電流検出手段で検出された相電流に基づいて電流位相を演算する電流位相演算手段と、電流位相演算手段で求められた電流位相に所定の位相差を加えたものを電圧位相として設定する電圧位相設定手段と、回転数指令に基づいて指令電圧を決定する指令電圧決定手段と、電圧位相設定手段で設定された電圧位相と指令電圧決定手段で決定された指令電圧に基づいて同期モータへの相電圧を設定する相電圧設定手段とを備える、ことをその主たる特徴とする。

【0011】

このモータ制御装置によれば、同期モータへの相電流に基づいて電流位相を求め、この電流位相に所定の位相差を加えたものを電圧位相とし、この電圧位相と回転数指令に基づいて決定された指令電圧に基づいて同期モータへの相電圧を設定することによって、モータ軸位置を予測せずに、基本的には電圧を一定に保ち、且つ、電流・電圧位相を常時監視して一定位相差を保って同期モータを運転することができる。

【0012】

本発明の前記目的とそれ以外の目的と、構成特徴と、作用効果は、以下の説明と添付図面によって明らかとなる。

【0013】

【発明の実施の形態】

図2は本発明の一実施形態を示すモータ制御装置のブロック図である。

【0014】

図2中の符号1はモータ、2は電力変換部、3は直流電源、4はPWM信号作成部、5は相電圧設定部、6は指令電圧決定部、7は回転数指令、8は相電流検出部、9は電流位相・電流波高値演算部、10は角速度演算部、11は位相差演算部、12は電圧位相設定部、13は最大電圧値制限部、14は加算器である。

【0015】

モータ1は3相ブラシレスDCモータであり、電力変換部2から各U、V、W相に送出される信号によって駆動される。電力変換部2は、図3に示すように、U、V、W相それぞれに対応する3対のスイッチングトランジスタUs、Ws、Vs、Ys、Ws、Zsを備えており、各対のスイッチングトランジスタUs及びWs、Vs及びYs、Ws及びZsはバッテリー等から成る直流電源3の出力端子に並列接続されている。この電力変換部2の6個のスイッチングトランジスタUs、Ws、Vs、Ys、Ws、ZsはPWM信号作成部4からのPWM信号によってオンオフ駆動される。

【0016】

PWM信号作成部4は、相電圧設定部5で設定された相電圧に基づきPWM信

号を生成して電力変換部 2 に送出する。相電圧設定部 5 における相電圧決定方法と、相電圧設定部 5 の前段にある指令電圧決定部 6 における指令電圧決定方法は後に詳述する。

【0017】

相電流検出部 8 は、モータ 1 への 3 つの相電流 I_u 、 I_v 、 I_w のうち 2 つの相電流、例えば U 相電流 I_u と W 相電流 I_w を検出する。相電流の検出にはコイルとホール素子等によって構成された周知の電流センサ 8a、8b (図 3 参照) が適宜使用できる。

【0018】

電流位相・電流波高値演算部 9 は、相電流検出部 8 で検出された 2 つの相電流に基づいてモータ電流波高値 I と電流位相 δ を演算する。以下にモータ電流波高値 I と電流位相 δ の演算方法について説明する。

【0019】

モータ電流波高値を I 、電流位相を δ としたとき、U 相電流 I_u は $I_u = I \times \cos(\delta)$ 、V 相電流 I_v は $I_v = I \times \cos\{\delta - (2/3)\pi\}$ 、W 相電流 I_w は $I_w = I \times \cos\{\delta + (2/3)\pi\}$ となるので、3 つのうち 2 つの相電流が分かれば I と δ を求めることができる。

【0020】

例えば、U 相電流 I_u と W 相電流 I_w を検出した場合には、 $I_v = -I_u - I_w$ の関係式と前記式に基づく、

$$I = \sqrt{(2/3) \times (I_u^2 + I_v^2 + I_w^2)}$$

$$\cos(\delta) = I_u / I$$

$$\sin(\delta) = (I_v - I_w) / (\sqrt{3} \times I)$$

の式によりモータ電流波高値 I と電流位相 δ を求めることができる。

【0021】

これとは別に、U 相電流 I_u と W 相電流 I_w を検出した場合には、

$$I_w = \{(-1/2) \times I \times \cos(\delta)\} - \{(\sqrt{3}/2) \times I \times \sin(\delta)\}$$

$$I \times \sin(\delta) = (-1/\sqrt{3}) \times (2 \times I_w + I_u)$$

に基づく、

$$\{I^2 \times \sin^2(\delta)\} + \{I^2 \times \cos^2(\delta)\} = I_u^2 + \{(1/\sqrt{3})^2 \times (2 \times I_w + I_u)^2\}$$

$$I^2 = I_u^2 + \{(1/\sqrt{3}) \times (2 \times I_w + I_u)^2\}$$

$$I = \sqrt{I_u^2 + \{(1/\sqrt{3}) \times (2 \times I_w + I_u)^2\}}$$

$$\cos(\delta) = I_u / I$$

$$\sin(\delta) = \{(1/\sqrt{3}) \times (2 I_w + I_u)\} / I$$

の式によりモータ電流波高値 I と電流位相 δ を求めることもできる。

【0022】

尚、前記のようにして求められた電流位相 δ には高調波成分の影響で波形に乱れが生じることがあるため、LPF（ローパスフィルター）による周知のフィルター処理により高調波成分を除去して波形整形を行うようにすることが望ましい。勿論、前記同様のフィルター処理をFIRフィルターやIIRフィルター等を利用してデジタル演算で実施するようにしても構わない。

【0023】

角速度演算部10は、電流位相・電流波高値演算部9で求められた電流位相 δ に基づいて誘起電圧 $\omega \Psi$ （図4参照）の角速度 ω を演算する。詳しくは、角速度 ω を

$$\omega \text{ (rad/sec)} = \{\delta(t) - \delta(t-1)\} / \Delta t$$

の式により演算する。ちなみに、前式における Δt (sec) は電流位相 δ の取得周期、 $\delta(t-1)$ は $t - \Delta t$ で取得した電流位相、 $\delta(t)$ は t で取得した電流位相である。

【0024】

尚、前記のようにして求められた角速度 ω は Δt が小さい値であると1回毎のばらつきが大きくなってしまふことがあるため、LPF（ローパスフィルター）やPI制御による周知のフィルター処理によりばらつきを減らす処理を施したものを角速度 ω とすることが望ましい。勿論、前記同様のフィルター処理をFIRフィルターやIIRフィルター等を利用してデジタル演算で実施するようにしても構わない。

【0025】

位相差演算部 11 は、電流位相・電流波高値演算部 9 から得られるモータ電流波高値 I と角速度演算部 10 で求められた角速度 ω と目標とする電流位相進み角 β に基づいて位相差 α を演算する。以下に位相差 α の演算方法について図 4 を引用して説明する。

【0026】

図 4 は、電機子鉄心の磁束を基準位置とした回転軸系のモータベクトル図である。同図における I_a は電機子の N 極を基準位置としたときのモータ電流波高値を示し、このモータ電流波高値 I_a の d 軸成分 I_d と q 軸成分 I_q は下記式により求めることができる。尚、下記式における ϕ は、回転軸の基準位置（電機子鉄心の軸位置）と固定軸の基準位置（U 相の巻線位置）との角度差を表す。

【0027】

【数 1】

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \phi & \cos(\phi - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\phi + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin \phi & -\sin(\phi - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\phi + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{pmatrix}$$

【0028】

また、モータ電流波高値 I_a は $I_a = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = I$ となり、座標の角度 ϕ によらず先に述べたモータ電流波高値 I と同じ値となる。

【0029】

ここでは電機子鉄心の磁束を基準位置としているため角度 ϕ は不明であるが、 $I_a = I$ の関係が成り立ち、しかも、目標とする電流位相進み角は β であるので、モータ電流波高値 I と電流位相進み角 β より d 軸成分 I_d と q 軸成分は、

$$I_d = -I \times \sin(\beta)$$

$$I_q = I \times \cos(\beta)$$

の式によって求めることができる。

【0030】

また、モータ定数であるところの d 軸インダクタンスを L_d 、q 軸インダクタ

ンスを L_q 、モータ巻線抵抗を R_a 、磁石の磁束を Ψ_a とし、誘起電圧を $\omega \Psi$ とすると、総合電機子鎖交磁束 Ψ は $\Psi = \Psi_a + L_d I_d + L_q I_q$ 、電圧 E は $E = \omega \Psi + R_a I_a$ によってそれぞれベクトル演算できるので、これにより q 軸からの電圧位相進み角 γ を求めることができ、位相差 α を

$$\alpha = \gamma - \beta$$

の式によって求めることができる。

【0031】

ちなみに、前記位相差 α は前述のような演算で求める代わりに前記のモータ電流波高値 I と誘起電圧の角速度 ω から決定することも可能である。例えば、角速度 ω が 100 (rad/sec) で、モータ電流波高値 I が 50 A であるときには、位相差 α を 20 deg とするような決定方法である。このような決定方法を行う場合には、予め前述の演算により得た結果を位相差データテーブルとしてメモリに保管するか、或いは、実験により得た結果を位相差データテーブルとしてメモリに保管しておき、位相差データテーブルからモータ電流波高値 I と角速度 ω をパラメータとして適当な位相差 α を選択する方法が利用できる。

【0032】

電圧位相設定部 12 は、電流位相・電流波高値演算部 9 で求められた電流位相 δ と位相差演算部 11 で求められた位相差 α に基づいて電圧位相 θ を設定する。具体的には、電流位相 δ + 位相差 α = 電圧位相 θ とする演算及び設定を行う。この電圧位相 θ は相電圧設定部 5 において次に印加する相電圧位相として用いられる。

【0033】

最大電圧値制限部 13 は、電流位相・電流波高値演算部 9 で求められたモータ電流波高値 I を監視し、単位時間当たりの電圧変動（電流変動も同じ）が所定値、例えば 10 V/sec を越えないように相電圧設定部 5 で設定される出力電圧を制限して、電流変動や角速度変動の影響によって図 4 に示したモータベクトル図が成り立たなくなることを防止する。これ以外にも、モータ電流波高値 I が電力変換部 2 のスイッチングトランジスタに流せる最大電流値を越えたときに出力電圧を徐々に下げていって電流値を制限する方法や、或いは、モータ電流波高値

I が電力変換部 2 のスイッチングトランジスタに流せる最大電流値を越えたときに相電圧設定部 5 に出力停止の指令を送出する方法を採用しても構わない。

【0034】

ここで、先に述べた指令電圧決定部 6 における指令電圧決定方法と、相電圧設定部 5 における相電圧決定方法について説明する。

【0035】

指令電圧決定部 6 は、回転数指令 7 によって指示された目標モータ回転数（誘起電圧の角速度）に角速度演算部 10 で求められた角速度 ω を加算器 14 を通じてフィードバックさせて、P 制御や P I 制御等の処理により指令電圧（電圧のピーク出力値や実効電圧値）を決定する。これとは別に、角速度演算部 10 で求められた角速度 ω のフィードバックを行わずに、指令電圧＝モータ回転数×K（K は比例定数）によって指令電圧を決定するようにしても構わない。

【0036】

相電圧設定部 5 は、指令電圧決定部 6 で決定された指令電圧と電圧位相設定部 12 で設定された電圧位相 θ に基づいて各 U，V，W 相への出力電圧を決定する。ちなみに、ここでの電圧位相 θ は電流位相・電流波高値演算部 9 で求められた電流位相 δ に位相差演算部 11 で求められた位相差 α を加えたものである。

【0037】

モータ 1 への各相電圧 V_u ， V_v ， V_w は通常運転ではそれぞれ $2/3\pi$ ずつ位相が遅れているので、電圧位相を θ 、電圧のピーク出力値（ $\sqrt{2} \times$ 実効電圧値）を V とすると、

$$V_u = V \times \cos(\theta)$$

$$V_v = V \times \cos\{\theta - (2/3)\pi\}$$

$$V_w = V \times \cos\{\theta + (2/3)\pi\}$$

となり、電圧のピーク出力値 V が所定値であることから電圧位相 θ が定まれば各相電圧 V_u ， V_v ， V_w を決定することができる。

【0038】

具体的な例を図 5 を引用して説明すると、モータ運転中における各 U，V，W 相への出力電流波形は図 5 の上側のようなになる。ある時刻 P で U 相及び W 相の出

力電流 I_u , I_w を検出したときの電流位相が δ で位相差 α が 45 deg であるときには、同時刻PにおけるU相電圧 V_u は

$$V_u = V \times \cos(\delta + 45 \text{ deg})$$

となり、V相電圧 V_v は

$$V_v = V \times \cos\{\delta - (2/3)\pi + 45 \text{ deg}\}$$

となり、W相電圧 V_w は

$$V_w = V \times \cos\{\delta + (2/3)\pi + 45 \text{ deg}\}$$

となり、各U, V, W相への出力電圧波形は図5の下側のようにになる。

【0039】

図4を用いて説明した演算方法によって位相差 α を求めるケースではd p軸が仮想であって実際のモータ軸位置が不明であることから、求められた電圧・電流位相にてモータ1を運転させても運転が安定しないのではないかの疑問に関して図6を引用して補足説明を行う。

【0040】

図6は、図4に対応する回転軸系のモータベクトル図である。同図では電流位相進み角 β を零としてあるため、総合電機子鎖交磁束 Ψ はベクトル演算上で $\Psi = \Psi_a + L_q I_q$ 、電圧 E はベクトル演算上で $E = \omega \Psi + R_a I_a$ となり、定常運転で必要な電圧 E は図6に示す E_1 となる。

【0041】

しかし、図4で説明した演算方法では電流位相進み角 β が $\beta > 0$ の場合を想定して電圧位相進み角 γ を付加しているため実際に印加される電圧は図6に E_0 で示すものとなり、前記の電圧 E_1 との間にずれが生じてしまう。このため電流値は $E_0 - E_1 = L \times (dI/dt)$ (ベクトル値)に従ってd軸成分 I_d が増加しq軸成分 I_q が減少するように変動して結果的に電流位相進み角 β は図4の状態に近づいていき、さらにこの影響でモータ回転数が増した場合には角速度 ω が増加して安定な状態となる。無論、電流位相進み角 β に一定位相 α を加えた電圧位相進み角 γ を持つ電圧を印加しても結果的にモータ1は安定して回転し続けることになる。

【0042】

このように仮想の $d-p$ 軸がずれている場合でもモータ 1 が安定して回転するように電流位相進み角 β と $d-p$ 軸成分 I_d , I_p と角速度 ω が変位するため、結果的に電圧 E を一定に保った状態でモータ 1 を安定して回転させることが可能となる。

【0043】

このように前述のモータ制御装置によれば、モータ軸位置を予測せずに、基本的には電圧を一定に保ち、且つ、電流・電圧位相を常時監視して一定位相差を保ってモータ 1 を運転することができる。また、モータ 1 を駆動するための制御に複雑な演算を必要とせず、しかも、モータ軸位置を予測するための複雑な演算も不要であることから、モータ軸位置を検出するためのセンサを有しないモータ 1 を安価且つ簡単な制御回路によって安定に運転することができる。

【0044】

尚、前述の実施形態では、モータとして 3 相ブラシレス DC モータを示したが、これ以外の同期モータを駆動する場合でも前記同様の制御方法により同様の作用効果を得ることができる。

【0045】

【発明の効果】

以上詳述したように、本発明によれば、同期モータを駆動するための制御に複雑な演算を必要とせず、しかも、モータ軸位置を予測するための複雑な演算も不要であることから、モータ軸位置を検出するためのセンサを有しない同期モータを安価且つ簡単な制御回路によって安定に運転することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

従来のモータ制御装置のブロック図

【図 2】

本発明の一実施形態を示すモータ制御装置のブロック図

【図 3】

図 2 に示した電力変換部の詳細図

【図 4】

$\beta > 0$ の回転軸系モータベクトル図

【図 5】

出力電流波形と出力電圧波形を示す図

【図 6】

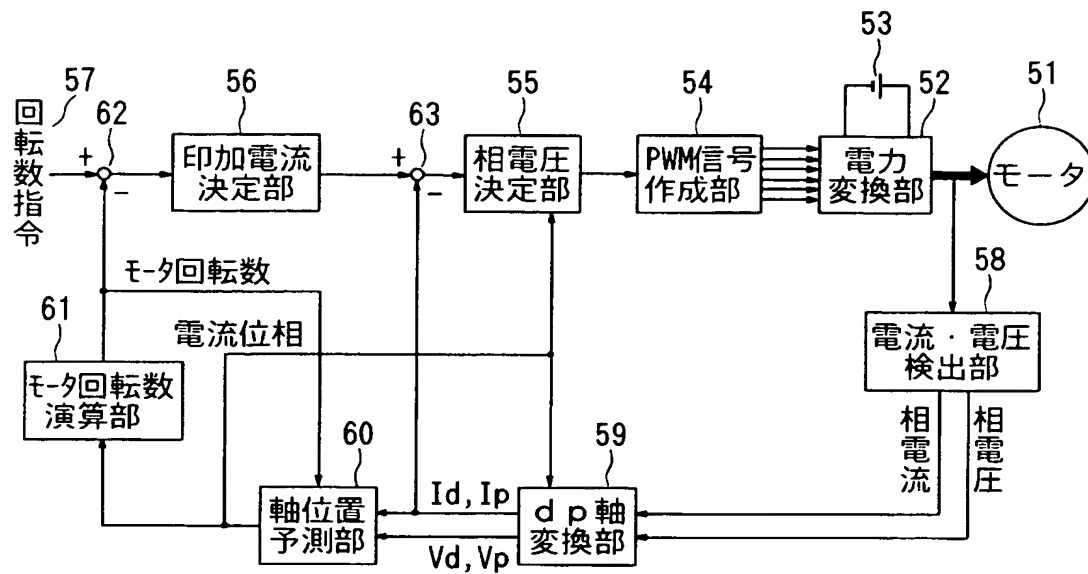
$\beta = 0$ の回転軸系モータベクトル図

【符号の説明】

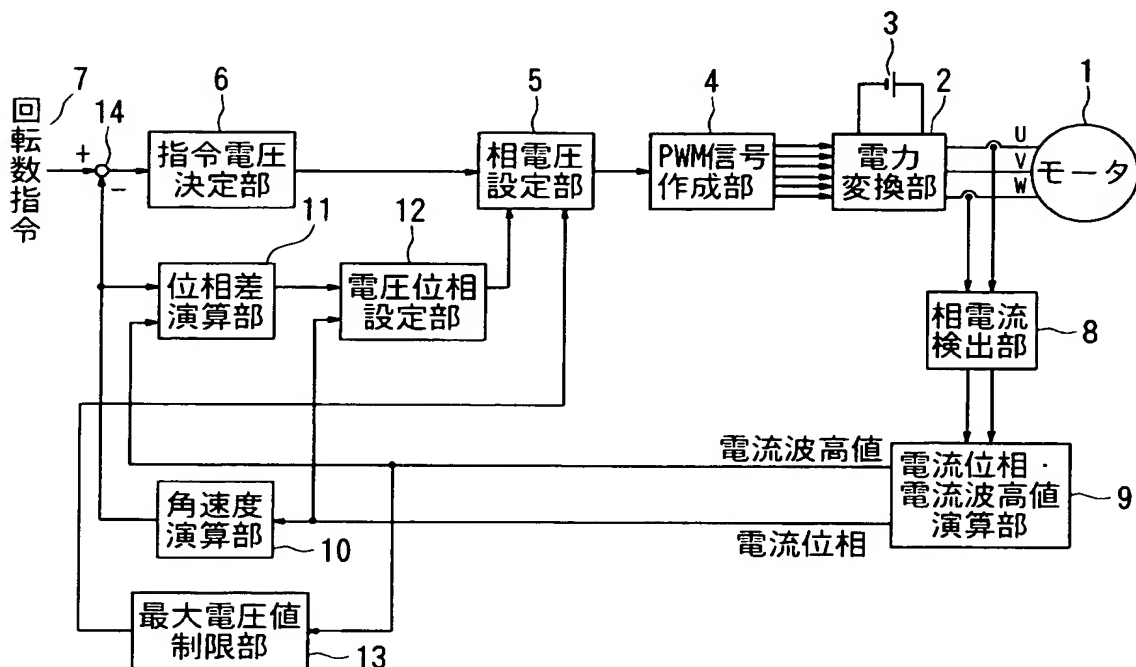
1 …モータ、2 …電力変換部、3 …直流電源、4 …P W M信号作成部、5 …相電圧設定部、6 …指令電圧決定部、7 …回転数指令、8 …相電流検出部、9 …電流位相・電流波高値演算部、1 0 …角速度演算部、1 1 …位相差演算部、1 2 …電圧位相設定部、1 3 …最大電圧値制限部、1 4 …加算器。

【書類名】 図面

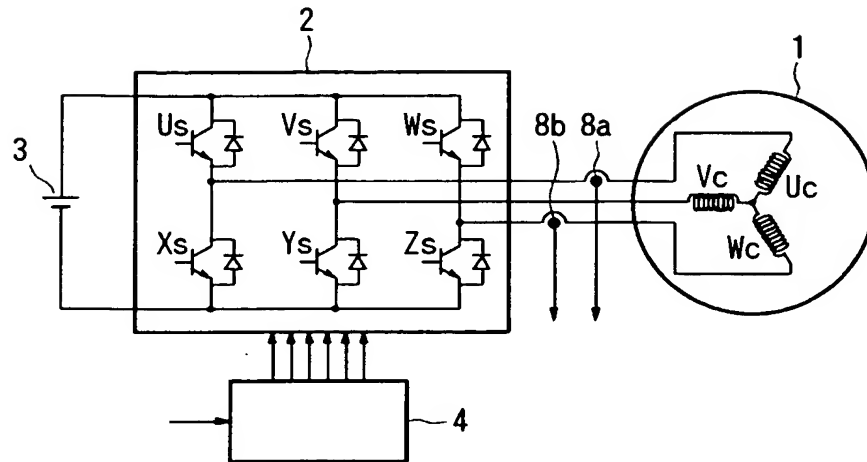
【図 1】



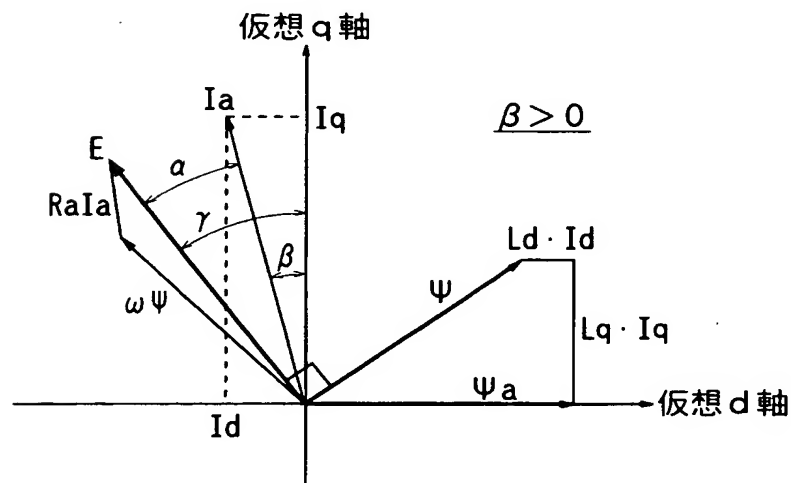
【図 2】



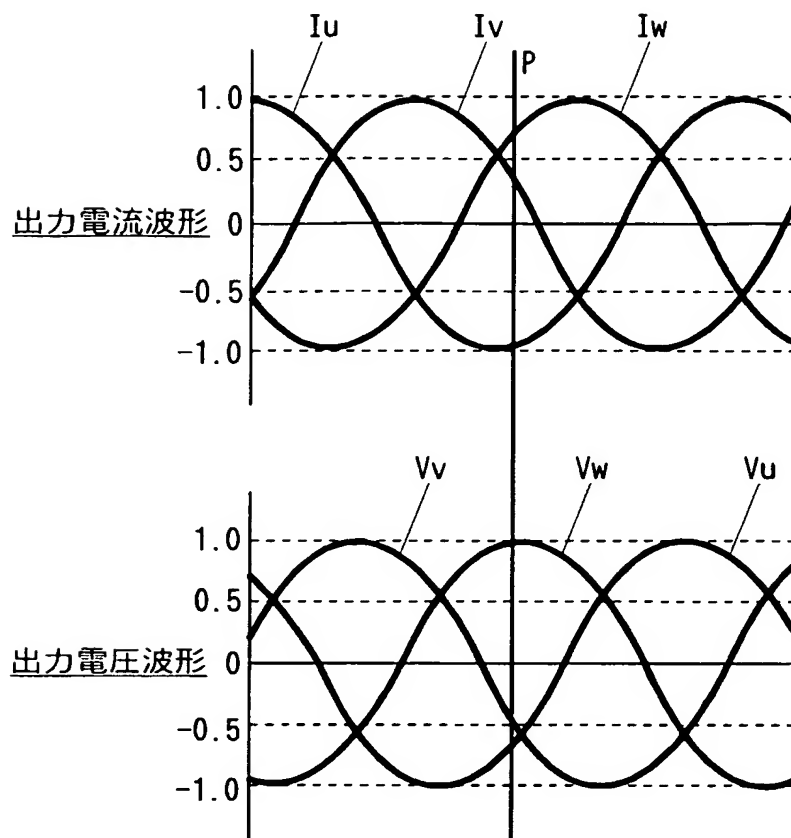
【図 3】



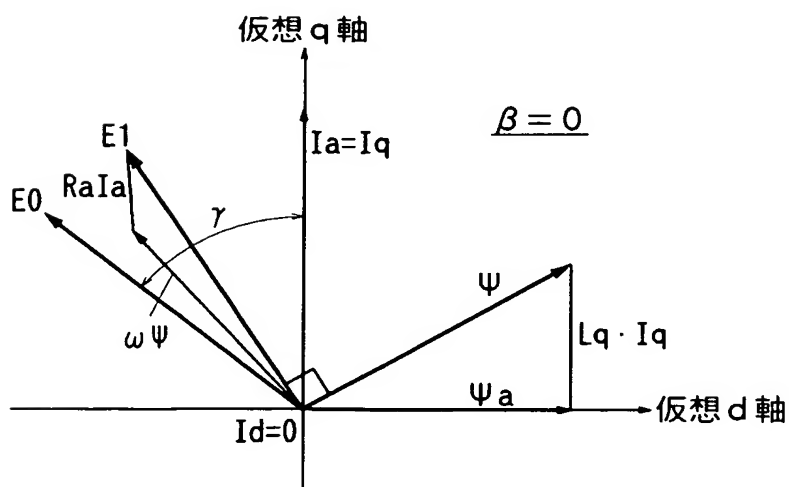
【図 4】



【図 5】



【図 6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 モータを駆動するための制御に複雑な演算を必要とせずモータ運転を安定して行えるモータ制御装置を提供する。

【解決手段】 モータ 1 への相電流 I_u , I_w を検出する相電流検出部 8 と、相電流 I_u , i_w に基づいて電流位相 δ を演算する電流位相・電流波高値演算部 9 と、電流位相 δ に所定の位相差 α を加えたものを電圧位相 θ として設定する電圧位相設定部 12 と、回転数指令 7に基づいて指令電圧を決定する指令電圧決定部 6 と、電圧位相 θ と指令電圧に基づいてモータ 1 への相電圧 V_u , V_v , V_w を設定する相電圧設定部 5 を備え、モータ軸位置を予測せずに、基本的には電圧を一定に保ち、且つ、電流・電圧位相を常時監視して一定位相差を保ってモータ 1 を運転する。

【選択図】 図 2



特願 2 0 0 2 - 3 5 1 5 0 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 1 8 4 5]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 9 月 3 日

[変更理由]

新規登録

住 所

群馬県伊勢崎市寿町 2 0 番地

氏 名

サンデン株式会社